

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Nicolas VOYER

GAU:

SERIAL NO: New Application

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: METHOD OF OBTAINING AN ANTENNA GAIN

REQUEST FOR PRIORITY

JC821 U.S. PTO
09/971701
10/09/01


ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.

Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).

Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
FRANCE	00 14222	October 31, 2000

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

are submitted herewith

will be submitted prior to payment of the Final Fee

were filed in prior application Serial No. filed

were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.

(A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
(B) Application Serial No.(s)

are submitted herewith

will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak
Registration No. 24,913C. Irvin McClelland
Registration Number 21,124

22850

This Page Blank (uspto)



200-021
 JC821 U.S. PRO
 09/971701
 10/09/01

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

21 JUIN 2001

Fait à Paris, le

Pour le Directeur-général de l'Institut
 national de la propriété industrielle
 Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
 NATIONAL DE
 LA PROPRIETE
 INDUSTRIELLE

SIEGE
 26 bis, rue de Saint Petersbourg
 75800 PARIS cedex 08
 Téléphone : 01 53 04 53 04
 Télécopie : 01 42 93 59 30
<http://www.inpi.fr>

This Page Blank (uspto)

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITE

Code de la propriété intellectuelle – Livre VI

cerfa

N°11354*01

REQUETE EN DELIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 540W/201899

REMISE DES PIECES	Réserve à l'INPI	① NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE A QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ETRE ADRESSEE
DATE	31.10.00	Monsieur MAILLET Alain Cabinet LE GUEN & MAILLET 5, place Newquay B.P. 70250 35802 DINARD CEDEX
LIEU	099	
N° ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUE PAR L'INPI	0014222	
DATE DE DEPOT ATTRIBUEE PAR L'INPI	31 OCT. 2000	

Vos références pour ce dossier : 7556

Confirmation d'un dépôt par télécopie		<input checked="" type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie
② NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>
Demande de brevet initiale Ou demande de certificat d'utilité initiale		N° Date N° Date
Transformation d'une demande de Brevet européen Demande de brevet initiale		<input type="checkbox"/> N° Date
③ TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)		
Méthode d'obtention de gain d'antenne		
④ DECLARATION DE PRIORITE OU REQUETE DU BENEFICE DE LA DATE DE DEPOT D'UNE DEMANDE ANTERIEURE FRANCAISE		Pays ou organisation Date N° Pays ou organisation Date N° Pays ou organisation Date N° <input type="checkbox"/> s'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé "Suite"
⑤ DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> s'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé "suite"
Nom ou dénomination social		MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V.
Prénoms		
Forme Juridique		SARL de droit néerlandais
N° SIREN		
Code APE-NAF		
Adresse	Rue	Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST
	Code postal et ville	
Pays		PAYS BAS
Nationalité		Néerlandaise
N° de téléphone (facultatif)		
N° de télécopie (facultatif)		
Adresse électronique (facultatif)		

BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITE

REQUETE EN DELIVRANCE 2/2

REMISE DES PIECES		Réservé à l'INPI	
DATE	31.10.00		
LIEU	0014222		
N° ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUE PAR L'INPI			
Vos références pour ce dossier : (facultatif)		7556	
DB 540W/260899			
⑥ MANDATAIRE			
Nom		MAILLET	
Prénom		Alain	
Cabinet ou Société		Cabinet LE GUEN & MAILLET	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel			
Adresse	Rue	5, place Newquay BP 70250	
	Code postal et ville	35802	DINARD Cedex
N° de téléphone (facultatif)		02 99 46 55 19	
N° de télécopie (facultatif)		02 99 46 41 80	
Adresse électronique (facultatif)		leguen.maillet@wanadoo.fr	
⑦ INVENTEUR (S)			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur (s) séparée	
⑧ RAPPORT DE RECHERCHE			
Etablissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance		Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non	
⑨ REDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES		Uniquement pour les personnes physiques. <input type="checkbox"/> Requise pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Requise antérieurement à ce dépôt (joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence) :	
Si vous avez utilisé l'imprimé "suite", Indiquez le nombre de pages jointes			
⑩ SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		VISA DE LA PREFECTURE OU DE L'INPI A. MAILLET 92 3036	
		M. MARTIN	

DEPARTEMENT DES BREVETS26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION**CERTIFICAT D'UTILITE**

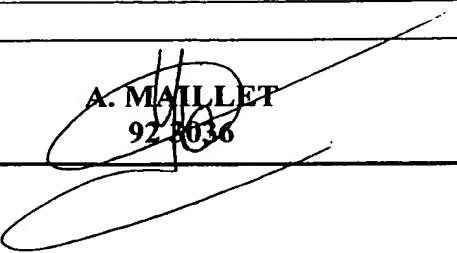
Code de la propriété intellectuelle – Livre VI

DESIGNATION DE L'INVENTEUR (S) Page N° .../...
(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

N°11235*02

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W/260890

Vos références pour ce dossier (facultatif)		7556
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL		
00 14 222		
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)		
Méthode d'obtention de gain d'antenne		
LE(S) DEMANDEUR(S) : MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V. Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST PAYS BAS		
DESIGNE (NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite "page N°1/1" S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).		
Nom		VOYER
Prénoms		Nicolas
Adresse	Rue	Immeuble Germanium 80, avenue des Buttes de Coësmes
	Code postal et ville	35700 RENNES
Société d'appartenance (facultatif)		
Nom		
Prénoms		
Adresse	Rue	
	Code postal et ville	
Société d'appartenance (facultatif)		
Nom		
Prénoms		
Adresse	Rue	
	Code postal et ville	
Société d'appartenance (facultatif)		
SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		
 A. MAILLET 92 8036		

La présente invention concerne de manière générale une méthode d'obtention d'une fonction de gain d'antenne. Plus particulièrement, la présente invention a trait à une méthode d'obtention de gain d'antenne pour une station de base d'un système de télécommunication mobile. Elle permet d'obtenir une fonction de gain d'antenne, 5 en émission ou en réception, invariante par changement de fréquence.

La formation de voies ou la suppression de signaux interférents est bien connue dans le domaine du traitement d'antenne en bande étroite. L'une comme l'autre mettent en oeuvre un réseau d'antennes, généralement linéaire et uniforme (c'est-à-dire de pas constant) et un module de pondération des signaux. Plus précisément si 10 l'on souhaite former une voie en réception, les signaux reçus par les différentes antennes sont pondérés par un jeu de coefficients complexes avant d'être sommés. Réciproquement si l'on souhaite former une voie en émission, le signal à émettre est pondéré par un jeu de coefficients complexes et les signaux ainsi pondérés sont émis par les différentes antennes.

15 La Fig. 1 illustre un dispositif connu d'obtention de gain d'antenne en émission et en réception. Le dispositif comprend un réseau d'antennes $(10_0), (10_1), \dots, (10_{N-1})$, un module de pondération en émission (11) ainsi qu'un module de pondération en réception (15). Les signaux reçus par les différentes antennes, (x_i) , $i=0 \dots N-1$ sont pondérés en $(13_0), (13_1), \dots, (13_{N-1})$ par un jeu de coefficients complexes (b_{ui}) , 20 $i=0, \dots, N-1$ avant d'être sommés en (14) pour donner un signal R_u . Réciproquement, un signal à émettre S_d est pondéré en $(12_0), (12_1), \dots, (12_{N-1})$ par un jeu de coefficients complexes (b_{di}) , $i=0, \dots, N-1$, avant d'être émis par les différentes antennes.

25 Si l'on note $\bar{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})^T$ et $\bar{b}^u = (b_{u0}, b_{u1}, \dots, b_{uN-1})^T$ respectivement le vecteur des signaux reçus et celui des coefficients de pondération, on peut écrire :

$$R_u = \bar{b}^u \bar{x} \quad (1)$$

Le gain complexe (ou la fonction de gain complexe de l'antenne) en réception peut s'écrire :

$$G(\bar{b}^u, \theta) = \bar{b}^u^T \bar{e}_{u\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} b_{ui} \exp(-j\varphi_i) \quad (2)$$

30 où $\bar{e}_{u\theta}$ représente le vecteur \bar{x} correspondant à une onde plane arrivant sous un angle d'incidence θ et

$$\varphi_i = (2\pi d/\lambda) \cdot i \cdot \sin(\theta) = (2\pi d f/c) \cdot i \cdot \sin(\theta) \quad (3)$$

est la différence de marche entre antennes consécutives pour un réseau linéaire uniforme de pas d , λ et f étant respectivement la longueur d'onde et la fréquence de l'onde plane considérée ;

$$\varphi_i = 2\pi R \Delta\theta / \lambda \sin(\theta - \theta_i) = 2\pi R f \Delta\theta / c \sin(\theta - \theta_i) \quad (4)$$

pour un réseau circulaire où θ_i est l'angle entre un axe de référence et la normale à l'antenne d'indice i , R le rayon de courbure du réseau, $\Delta\theta$ est l'écart angulaire entre deux antennes consécutives du réseau.

5 De même le gain complexe (ou la fonction de gain complexe) en émission peut s'écrire :

$$G(\bar{b}_d, \theta) = \bar{b}_d^T \bar{e}_{d\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} b_{di} \exp(j\varphi_i) \quad (5)$$

avec les mêmes conventions que celles adoptées ci-dessus et où $\bar{e}_{d\theta}$ désigne le vecteur \bar{x} correspondant à une onde plane émise dans la direction θ .

10 10 Nous appellerons \bar{b}_r et \bar{b}_e les vecteurs de pondération en réception et en émission respectivement.

A l'évidence, le gain d'antenne en émission ou en réception dépend de la fréquence du signal considéré. Il est toutefois de nombreuses situations dans lesquelles le gain d'antenne doit rester inchangé quelle que soit la fréquence du 15 signal. Par exemple, dans les systèmes de télécommunication mobile dit FDD (Frequency Division Duplex) où la fréquence utilisée sur la liaison descendante, c'est-à-dire de la station de base vers le terminal mobile diffère de celle utilisée sur la liaison montante. De manière similaire, dans les systèmes radar à sauts de fréquence, il est nécessaire d'assurer l'invariance de la fonction de gain, notamment afin de 20 pointer un faisceau d'émission ou de réception dans une direction donnée ou encore d'éliminer les interférences provenant d'une direction donnée, quelle que soit la fréquence utilisée.

De manière plus générale, il est souhaitable de pouvoir obtenir, pour une fréquence de signal donnée, une fonction de gain d'antenne qui soit le plus proche 25 possible, au sens d'une certaine métrique, d'une fonction de gain de consigne. La fonction de gain de consigne peut notamment être une fonction de gain obtenue à une fréquence donnée que l'on cherche à approcher au mieux lors d'une émission ou une réception à une autre fréquence.

Le but de l'invention est de proposer une méthode d'obtention d'une fonction 30 de gain permettant, pour une fréquence de signal donnée, d'approcher au mieux une fonction de gain de consigne.

Un but subsidiaire de l'invention est de proposer une méthode permettant d'approcher au mieux une fonction de gain d'antenne obtenue à une fréquence donnée lorsque le réseau émet ou reçoit à une autre fréquence.

A cette fin, l'invention est définie par un méthode d'obtention d'une fonction de gain au moyen d'un réseau d'antennes et d'une pondération des signaux reçus ou à émettre par des vecteurs (\bar{b}) de N coefficients complexes, dits vecteurs de pondération, N étant le nombre d'antennes du réseau, selon laquelle, une fonction de gain de consigne étant donnée, l'on projette orthogonalement ladite fonction de gain de consigne sur le sous-espace des fonctions de gain généré par lesdits vecteurs de pondération de l'espace des fonctions de gain, muni préalablement d'une norme, et que l'on choisit comme vecteur de pondération optimal un vecteur de pondération générant la fonction de gain de consigne ainsi projetée.

Les fonctions de gain sont préférablement représentées par des vecteurs (\bar{G}), dits vecteurs de gain, de M échantillons complexes pris en M angles distincts, définissant des directions d'échantillonnage et appartenant à la plage angulaire couverte par le réseau, l'espace des fonctions de gain étant alors l'espace vectoriel \mathbb{C}^M muni de la norme euclidienne et que, pour une fréquence (f) donnée le vecteur de gain de consigne est projeté sur le sous-espace vectoriel ($\text{Im}f$) des vecteurs de gain générés par le réseau opérant à ladite fréquence pour obtenir ledit vecteur de pondération optimal.

Avantageusement, M est choisi tel que $M > \pi N$.

Selon un exemple de réalisation, les angles d'échantillonnage sont répartis uniformément dans la plage angulaire couverte par le réseau.

Le vecteur de gain de consigne peut être obtenu par échantillonnage de la fonction de gain de consigne après filtrage anti-aliasing.

Les vecteurs de gain (\bar{G}) étant transformés par une application linéaire (h_s^f) de \mathbb{C}^N dans \mathbb{C}^M des vecteurs de pondération du réseau et H_f étant la matrice, de taille $M \times N$, de ladite application linéaire d'un base de départ de \mathbb{C}^N dans une base d'arrivée \mathbb{C}^M , ledit vecteur de pondération optimal, pour une fréquence f donnée, est de préférence obtenu à partir du le vecteur de gain de consigne \bar{G} comme $\bar{b} = H_f^* \bar{G}$ où $H_f^* = (H_f^T H_f)^{-1} H_f^T$ est la matrice pseudo-inverse de la matrice H_f et où H_f^T la transposée conjuguée de la matrice H_f .

Ladite base de départ étant celle des vecteurs \bar{e}_k , $k=0 \dots, N-1$, tels que $\bar{e}_k = (e_{k,0}, e_{k,1}, \dots, e_{k,N-1})^T$ avec $e_{k,i} = \exp(j \cdot \frac{2\pi f d}{c} \cdot i \sin \theta_k)$ et $\theta_k = k\pi/N$ $k=-(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$ et la base d'arrivée étant la base canonique, la matrice H_f

a alors pour composantes : $H_{pq} = \exp(j(N-1)\Psi_{pq}/2) \cdot \frac{\sin(N\Psi_{pq}/2)}{\sin(\Psi_{pq}/2)}$ avec

$\Psi_{pq} = \pi\eta(\sin(p\pi/N) - \sin(q\pi/M))$ et $\eta = f/f_0$ avec $f_0 = c/2d$, d étant le pas du réseau.

Si le vecteur de gain de consigne est obtenu en échantillonnant la fonction de gain générée à une première fréquence f_1 d'opération du réseau par un premier vecteur de pondération \bar{b} , le vecteur de gain de pondération optimal pour une seconde fréquence f_2 est obtenu par $\bar{b}_2 = H_{f_2}^* H_{f_1} \bar{b}$.

La fréquence f_1 d'opération du réseau est par exemple la fréquence d'une liaison montante entre un terminal mobile et une station de base d'un système de télécommunication mobile et la fréquence f_2 d'opération du réseau est par exemple la fréquence d'une liaison descendante entre ladite station de base et ledit terminal mobile.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante faite en relation avec les figures jointes, parmi lesquelles :

15 La Fig. 1 représente de manière schématique un dispositif connu d'obtention d'une fonction de gain d'antenne ;

La Fig. 2 représente de manière schématique un dispositif d'obtention d'une fonction de gain d'antenne selon un exemple de réalisation de l'invention ;

20 Une première idée générale à la base de l'invention est d'approximer au mieux une fonction de gain de consigne grâce à une combinaison linéaire de fonctions de base.

Une seconde idée générale à la base de l'invention est d'échantillonner la fonction de gain de consigne et d'approximer au mieux la série d'échantillons obtenus grâce à une combinaison linéaire de vecteurs de base.

25 Le premier mode de réalisation de l'invention consiste à approximer la fonction de gain de consigne par grâce à une combinaison linéaire de fonctions de base.

Soit h l'application linéaire de \mathbb{C}^N dans l'espace vectoriel \mathbf{F} des fonctions complexes définies sur $[-\pi/2, \pi/2]$ (ou $[-\pi, \pi]$) qui associe à tout vecteur \bar{b} de nombres complexes la fonction $h(\bar{b})$ telle que $h(\bar{b})(\theta) = G(\bar{b}, \theta)$ où G est une fonction de gain complexe en émission ou en réception telle que définie en (2) ou (5). \mathbb{C}^N étant un espace vectoriel de dimension N sur \mathbb{C} , l'image de \mathbb{C}^N par h est un sous-espace vectoriel de \mathbf{F} de dimension au plus égale à N que nous noterons Im_f pour

souligner que l'image dépend de la fréquence f considérée dans l'expression (2) ou (5).

Soit G une fonction de gain complexe de consigne, le problème est de trouver le vecteur \bar{b} de pondération tels que $h(\bar{b})$ soit le plus proche de G au sens d'une certaine métrique. On choisit, pour un réseau linéaire uniforme, la métrique 5 correspondant au produit scalaire sur \mathbb{F} $w_1 \cdot w_2 = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} w_1(\theta) \cdot w_2(\theta) \cos(\theta) d\theta$ et donc à la norme $\|w\|^2 = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |w(\theta)|^2 \cos(\theta) d\theta$. Le cas du réseau circulaire peut être traité de manière similaire (la norme choisie ne comporte alors pas le terme $\cos(\theta)$). L'espace \mathbb{F}_2 des fonctions de \mathbb{F} de norme bornée est lui-même un espace vectoriel normé par la norme 10 ci-dessus. Si G est un élément de \mathbb{F}_2 , l'élément du sous-espace Im_f le plus proche de G est alors la projection de G sur ce sous-espace.

Si l'on considère Im_{f_0} le sous-espace vectoriel correspondant à la fréquence propre du réseau on peut montrer que les fonctions $e_k(\theta)$, $k=0, \dots, N-1$ définies par : $e_k(\theta) = h(\bar{b}_k)(\theta) = G(\bar{b}_k, \theta)$ où \bar{b}_k est le vecteur de composantes $b_{ki} = \exp(j \cdot 2\pi k i / N)$ sont 15 orthogonales. Etant en nombre N , elles forment donc une base de Im_{f_0} . De manière plus générale, on peut montrer que si deux vecteurs \bar{b} et \bar{b}' sont orthogonaux c'est-à-dire sont tels que $\bar{b} \cdot \bar{b}' = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \bar{b}(\theta) \bar{b}'(\theta) \cos(\theta) d\theta = 0$, les fonctions $h(\bar{b})$ et $h(\bar{b}')$ de Im_{f_0} sont orthogonales.

En effet :

$$h(\bar{b}) \cdot h(\bar{b}') = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{i'=0}^{N-1} \bar{b}_i \cdot \bar{b}'_{i'} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp(j(i-i')\varphi(\theta)) \cos(\theta) d\theta = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{i'=0}^{N-1} \bar{b}_i \cdot \bar{b}'_{i'} \cdot \text{sinc}(\pi\eta(i-i')) \quad (6)$$

20 avec $\varphi(\theta) = 2\pi f d / c \cdot \sin\theta = \pi\eta \sin\theta$ où $\eta = f/f_0 \leq 1$, est le rapport de la fréquence utilisée à la fréquence maximale $f_0 = c/2d$ que peut résoudre le réseau sans ambiguïté, que l'on appellera fréquence propre du réseau, et où sinc est la fonction sinus cardinal. Pour $\eta = 1$, les termes sous les signes somme du second membre de l'équation (6) sont nuls si $i \neq i'$ et donc le second membre vaut 0 si les vecteurs \bar{b} et \bar{b}' sont orthogonaux.

25 Plaçons nous désormais dans le cas général d'une fréquence $f \leq f_0$. Soit $e_k(\theta)$, $k=0, \dots, N-1$ une base orthogonale de Im_f . Par définition, $e_k(\theta) = h(\bar{b}_k)(\theta) = G(\bar{b}_k, \theta)$ où \bar{b}_k est un vecteur de \mathbb{C}^N . Considérons désormais une fonction de gain G de \mathbb{F}_2 . Elle peut être projetée sur les vecteurs $e_k(\theta)$. Si l'on note $\lambda_k = G \cdot e_k$ alors le vecteur de \mathbb{C}^N , $\bar{b}_G = \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k \bar{b}_k$ est tel que $h(\bar{b}_G)$ approxime au mieux la fonction G .

Le second mode de réalisation de l'invention consiste à approximer un vecteur d'échantillons de la fonction de gain de consigne par une combinaison linéaire de vecteurs de base.

Soit $G_0(\theta)$ la fonction de gain d'antenne obtenue sans pondération pour un 5 réseau linéaire et uniforme, on montre aisément que :

$$|G_0(\theta)| = \frac{\sin(N\varphi/2)}{\sin(\varphi/2)} \text{ avec } \varphi = 2\pi fd/c \sin\theta \quad (7)$$

Cette fonction présente des zéros pour les valeurs $\varphi_k = 2k\pi/N$, k entier non nul tel que $\varphi_k \in [-\pi, \pi]$ c'est-à-dire dans les directions pour lesquelles $\sin\theta_k = k.c/Nfd$, lorsque cette expression a un sens. L'écart de phase entre deux zéros consécutifs du 10 diagramme de gain est constant et vaut $\Delta\varphi = 2\pi/N$. L'écart angulaire entre deux zéros consécutifs du diagramme varie en Arcsin., fonction dont la dérivée est croissante sur $[-1, 1]$ et est donc minimum pour l'écart angulaire entre le premier et le second zéros. Il est donc borné par $\Delta\theta_{\min} = c/Nfd$ si N est suffisamment grand. On 15 supposera que les fréquences utilisées sont inférieures à f_0 où f_0 est la fréquence propre du réseau. On peut en conclure que le spectre de la fonction $G_0(\theta)$ est à support borné par $1/\Delta\theta_{\min} = N/2$.

De manière plus générale, soit $G(\theta)$ la fonction de gain d'antenne obtenue au moyen d'un vecteur de pondération \bar{b} . G peut s'exprimer comme la transformée de Fourier (TF) (en réception) ou la transformée de Fourier inverse (en émission) de la 20 distribution de pondération complexe de l'antenne à savoir : $b(x) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \delta(x - x_i)$ avec

$x_i = i.d$; on a : $G_u(\theta) = B(\sin\theta)$ avec $B(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x) \exp(-j2\pi ux/\lambda) dx$ et de même

$G_d(\theta) = B'(\sin\theta)$ avec $B'(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x) \exp(j2\pi ux/\lambda) dx$. La fonction $b(x)$ étant bornée par

$N.d$, l'écart entre deux zéros de la fonction B ou B' est au moins de $\lambda/N.d$ et donc a fortiori de $2/N$. Etant donné la croissance de la dérivée de la fonction Arcsin, l'écart 25 minimum entre deux zéros de la fonction G est de $2/N$. La fonction G a donc un spectre borné par $N/2$.

D'après le théorème d'échantillonnage de Shannon, on en conclut que l'on peut reconstituer la fonction $G(\theta)$ si on l'échantillonne à une fréquence supérieure à la fréquence de Nyquist soit N . Autrement dit, pour une plage angulaire $[-\pi/2, \pi/2]$, au 30 minimum $M > \pi N$ échantillons sont nécessaires où M entier. On peut prendre $K.N$ échantillons en pratique avec K entier, $K \geq 4$.

Pour un réseau circulaire, on peut montrer que $1/\Delta\theta_{\min}=N$ et la plage angulaire étant $[-\pi, \pi]$, M ($M > \pi N$ et M entier) échantillons équirépartis angulairement suffisent également à reconstituer la fonction $G(\theta)$.

Dans le cas général de l'échantillonnage d'une fonction de gain quelconque 5 $G(\theta)$, il est nécessaire de filtrer préalablement $G(\theta)$ par un filtre anti-aliasing avant de l'échantillonner. Il suffit alors de prendre M échantillons du diagramme filtré sur la totalité de la plage angulaire pour reconstituer le diagramme filtré.

Soit (g_k) , $k=0, \dots, M-1$ les échantillons du diagramme complexe, éventuellement filtré par filtrage anti-aliasing si nécessaire, c'est-à-dire $g_k = G'(\theta_k)$ où les θ_k sont M 10 angles équirépartis sur $[-\pi/2, \pi/2]$ ou $[-\pi, \pi]$ et où l'on a supposé que G' était la version filtrée du diagramme complexe de consigne.

On peut désormais définir une application linéaire, h^f , de \mathbb{C}^N dans \mathbb{C}^M qui fait correspondre à tout vecteur \bar{b} le vecteur $h^f(\bar{b}) = \bar{G} = (g_0, g_1, \dots, g_{M-1})^T$ où $g_k = G(\bar{b}, \theta_k)$. L'image de \mathbb{C}^N par h^f est un sous-espace vectoriel de \mathbb{C}^M de dimension au plus égal 15 à N que nous noterons Im_f . Si l'on choisit une base de \mathbb{C}^N , par exemple la base canonique et une base de \mathbb{C}^M on peut exprimer l'application linéaire h^f , par une matrice H_f de taille $M \times N$ qui est au plus de rang N .

Soit \bar{G} un vecteur de gain quelconque correspondant à une fonction de gain échantillonnée. Le problème est de trouver un vecteur \bar{b} tel que $h^f(\bar{b})$ soit le proche 20 de

\bar{G} au sens d'une certaine métrique. Nous prendrons comme norme, la norme euclidienne sur \mathbb{C}^M , à savoir $\|\bar{G}\|^2 = \sum_{k=0}^{M-1} |g_k|^2$. S'il existe, le vecteur \bar{b} cherché, est alors tel que $h^f(\bar{b}) = \bar{G}_p$, où \bar{G}_p est la projection orthogonale du vecteur \bar{G} sur Im_f . Si la matrice H_f est de rang N , le vecteur \bar{b} cherché existe et peut s'écrire :
25
$$\bar{b} = H_f^{\dagger} \bar{G} \quad (8)$$
 où $H_f^{\dagger} = (H_f^T H_f)^{-1} H_f^T$ est la matrice pseudo-inverse de la matrice H_f avec H_f^T transposée conjuguée de la matrice H_f .

Dans le cas discret comme dans le cas continu, la fonction de gain de consigne (échantillonnée dans le cas discret) est projetée sur le sous-espace engendré par les 30 fonctions (cas continu) ou les vecteurs (cas discret) associé(e)s aux vecteurs de pondération du réseau.

Afin d'exprimer la matrice H_f , il faut convenir d'une base de l'espace de départ et d'une base de l'espace d'arrivée. Nous pouvons choisir comme base de \mathbb{C}^M

la base canonique et comme base de \mathbb{C}^N une base adaptée à la description des ondes planes de fréquence f . Considérons les vecteurs distincts \bar{e}_k , $k=0 \dots, N-1$, tels que $\bar{e}_k = (e_{k,0}, e_{k,1}, \dots, e_{k,N-1})^T$ avec $e_{k,i} = \exp(j \frac{2\pi f d}{c} i \sin \theta_k) = \exp(j \pi \eta i \sin \theta_k)$ avec $\eta = f/f_0$ et où les θ_k appartiennent à l'intervalle $[-\pi/2, \pi/2]$. Les vecteurs \bar{e}_k sont les vecteurs de pondération du réseau permettant de former des faisceaux dans les directions θ_k . Les vecteurs \bar{e}_k forment une base si le déterminant des coordonnées des \bar{e}_k dans la base canonique de \mathbb{C}^N est non nul. Ce déterminant est un déterminant de Vandermonde qui vaut $\prod_{p \neq q} (\exp(j\varphi_p) - \exp(j\varphi_q))$ avec $\varphi_k = \pi \eta \sin \theta_k$. Ce déterminant s'annule si et

5 seulement s'il existe deux angles θ_p et θ_q tels que $\sin \theta_p - \sin \theta_q = 2/\eta$. Autrement dit, pour $\eta < 1$ les N vecteurs \bar{e}_k forment toujours une base et pour $\eta = 1$ seul le cas $\theta_p = -\theta_q = \pi/2$ est exclu. Les directions peuvent, par exemple, être choisies équiréparties c'est-à-dire telles que $\theta_k = k\pi/N$ avec $k = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$. Dans ce cas, la matrice H_f a pour composantes :

$$H_{pq} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp(j\pi\eta i \sin(p\pi/N)) \exp(-j\pi\eta i \sin(q\pi/M))$$

10 15 ou encore :

$$H_{pq} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp(j\pi\eta i [\sin(p\pi/N) - \sin(q\pi/M)]) = \exp(j(N-1)\Psi_{pq}/2) \cdot \frac{\sin(N\Psi_{pq}/2)}{\sin(\Psi_{pq}/2)} \quad (9)$$

$$\text{avec } \Psi_{pq} = \pi\eta(\sin(p\pi/N) - \sin(q\pi/M))$$

Alternativement, on pourra choisir comme base de départ une autre base adaptée à la fréquence f , celle constituée par les vecteurs \bar{e}'_k , tels que $e'^{k,i} = \exp(j\pi\eta i \sin \theta_k)$ avec $\sin \theta_k = 2k/\eta N$ et $k = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$. Ces vecteurs existent si $|\sin \theta_k| \leq 1, \forall k$, c'est-à-dire pour $\eta > 1 - 1/N$ et dans ce cas les vecteurs \bar{e}'_k forment une base qui présente l'avantage d'être orthogonale.

20 25 Alternativement, on pourra choisir comme base de départ la base canonique de \mathbb{C}^N qui présente l'avantage de ne pas dépendre de la fréquence. Dans ce cas, la matrice H'_f exprimée dans cette base s'écrit :

$$H'_f = H_f \cdot T^{-1} \quad (10)$$

où T est la matrice des coordonnées de \bar{e}_k dans la base canonique c'est-à-dire $T_{pp} = \exp(j\pi p \sin(p'/N))$. On a vu plus haut que cette matrice possédait un déterminant de Vandermonde non nul et était par conséquent inversible.

30 Quelle que soit la base choisie, considérons maintenant une fonction de gain obtenue à une première fréquence f_1 , $f_1 \leq f_0$ et $\bar{G}_1 = h^f(\bar{b})$ le vecteur des échantillons associé à cette fonction de gain. Soit une seconde fréquence de travail f_2 , $f_2 \leq f_0$.

$\overline{G_1}$ appartenant à \mathbb{C}^M , si la matrice H_{f2} est de rang N , on peut trouver un vecteur $\overline{b_2}$ tel que $h^P(\overline{b_2})$ soit la projection de $h^A(\overline{b})$ sur $\text{Im}f_2$. Le vecteur $\overline{b_2}$ est obtenu par la relation matricielle:

$$\overline{b_2} = H_{f2}^* H_{f2} \overline{b} \quad (11)$$

5 Cette relation permet, en particulier, d'obtenir à une seconde fréquence de travail, un diagramme de gain échantillonné qui soit le plus proche possible de celui, dit de consigne, obtenu à une première fréquence de travail.

10 La relation (11) s'applique avantageusement au réseau d'une station de base d'un système de télécommunication mobile opérant en FDD. La relation (10) permet d'obtenir directement le vecteur de pondération à appliquer pour la transmission « downlink » à une fréquence f_d à partir du vecteur de pondération relatif à la transmission « uplink » à une fréquence f_u . Pour la paire de fréquences f_d et f_u , on peut alors écrire :

$$\overline{b_d} = H_d^* H_u \overline{b_u} \quad (12)$$

15 La station de base peut ainsi diriger des faisceaux d'émission vers les terminaux mobiles à partir d'une fonction de gain qui a été optimisée pour la réception des signaux émis par ces terminaux.

La Fig. 2 représente un exemple de réalisation implémentant le deuxième mode de réalisation. Le dispositif comprend un module de pondération en émission (31) et 20 un module de pondération en réception (35) de structure identique à celle des modules (11) et (15) respectivement. Le module (35) est associé à un module (36) fournissant les coefficients complexes pour la formation de voies de réception et/ou l'élimination de signaux dans les directions d'interférence. Le module (36) détermine, de manière connue en soi, un vecteur de pondération $\overline{b_u}$ qui maximise 25 le signal reçu dans la ou les directions utiles et le minimise dans les directions d'interférence. Avantageusement b_u est calculée de manière adaptative à partir des signaux reçus par les différentes antennes. Le vecteur est, d'une part, utilisé par le module de pondération en réception (35) et, d'autre part, transmis à un module de projection et d'inversion (32) déterminant le vecteur $\overline{b_d}$ à partir de l'équation (12). 30 Le vecteur $\overline{b_d}$ est utilisé pour pondérer les signaux à émettre dans le module (31). Comme on l'a vu plus haut, le diagramme de gain en émission à la fréquence f_u minimisera, l'écart au sens de la distance euclidienne, entre le vecteur de gain en émission $\overline{G_d}$ et celui en réception $\overline{G_u}$.

Bien que l'invention ait été essentiellement décrite pour des raisons de simplicité de présentation dans le cadre d'un réseau linéaire uniforme, elle peut s'appliquer à tout type de réseau d'antennes et notamment à un réseau circulaire.

REVENDICATIONS

1) Méthode d'obtention d'une fonction de gain au moyen d'un réseau d'antennes et d'une pondération des signaux reçus ou à émettre par des vecteurs (\bar{b}) de N coefficients complexes, dits vecteurs de pondération, N étant le nombre d'antennes du réseau, caractérisée en ce que, une fonction de gain de consigne étant donnée, l'on projette orthogonalement ladite fonction de gain de consigne sur le sous-espace des fonctions de gain généré par lesdits vecteurs de pondération de l'espace des fonctions de gain, muni préalablement d'une norme, et que l'on choisit comme vecteur de pondération optimal un vecteur de pondération générant la fonction de gain de consigne ainsi projetée.

10 2) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon la revendication 1, caractérisée en ce que les fonctions de gain sont représentées par des vecteurs (\bar{G}), dits vecteurs de gain, de M échantillons complexes pris en M angles distincts, définissant des directions d'échantillonnage et appartenant à la plage angulaire couverte par le réseau, l'espace des fonctions de gain étant alors l'espace vectoriel \mathbb{C}^M muni de la norme euclidienne et que, pour une fréquence (f) donnée le vecteur de gain de consigne est projeté sur le sous-espace vectoriel ($\text{Im}f$) des vecteurs de gain générés par le réseau opérant à ladite fréquence pour obtenir ledit vecteur de pondération optimal.

20 3) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon la revendication 2, caractérisée en ce que M est choisi tel que $M > \pi N$.

25 4) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon la revendication 2 ou 3, caractérisé en ce que les angles d'échantillonnage sont répartis uniformément dans la plage angulaire couverte par le réseau.

30 5) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon la revendication 2, caractérisée en ce que le vecteur de gain de consigne est obtenu par échantillonnage de la fonction de gain de consigne après filtrage anti-aliasing.

6) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon l'une des revendications 2 à 5, caractérisée en ce que, les vecteurs de gain (\bar{G}) étant les transformés par une application linéaire (h_f^f) de \mathbf{C}^N dans \mathbf{C}^M des vecteurs de pondération du réseau et H_f étant la matrice, de taille MxN, de ladite application linéaire d'un base de départ de \mathbf{C}^N dans une base d'arrivée \mathbf{C}^M , ledit vecteur de pondération optimal, pour une fréquence f donnée, est obtenu à partir du le vecteur de gain de consigne \bar{G} comme $\bar{b}=H_f^f\bar{G}$ où $H_f^f=(H_f^T \cdot H_f)^{-1} H_f^T$ est la matrice pseudo-inverse de la matrice H_f et où H_f^T la transposée conjuguée de la matrice H_f .

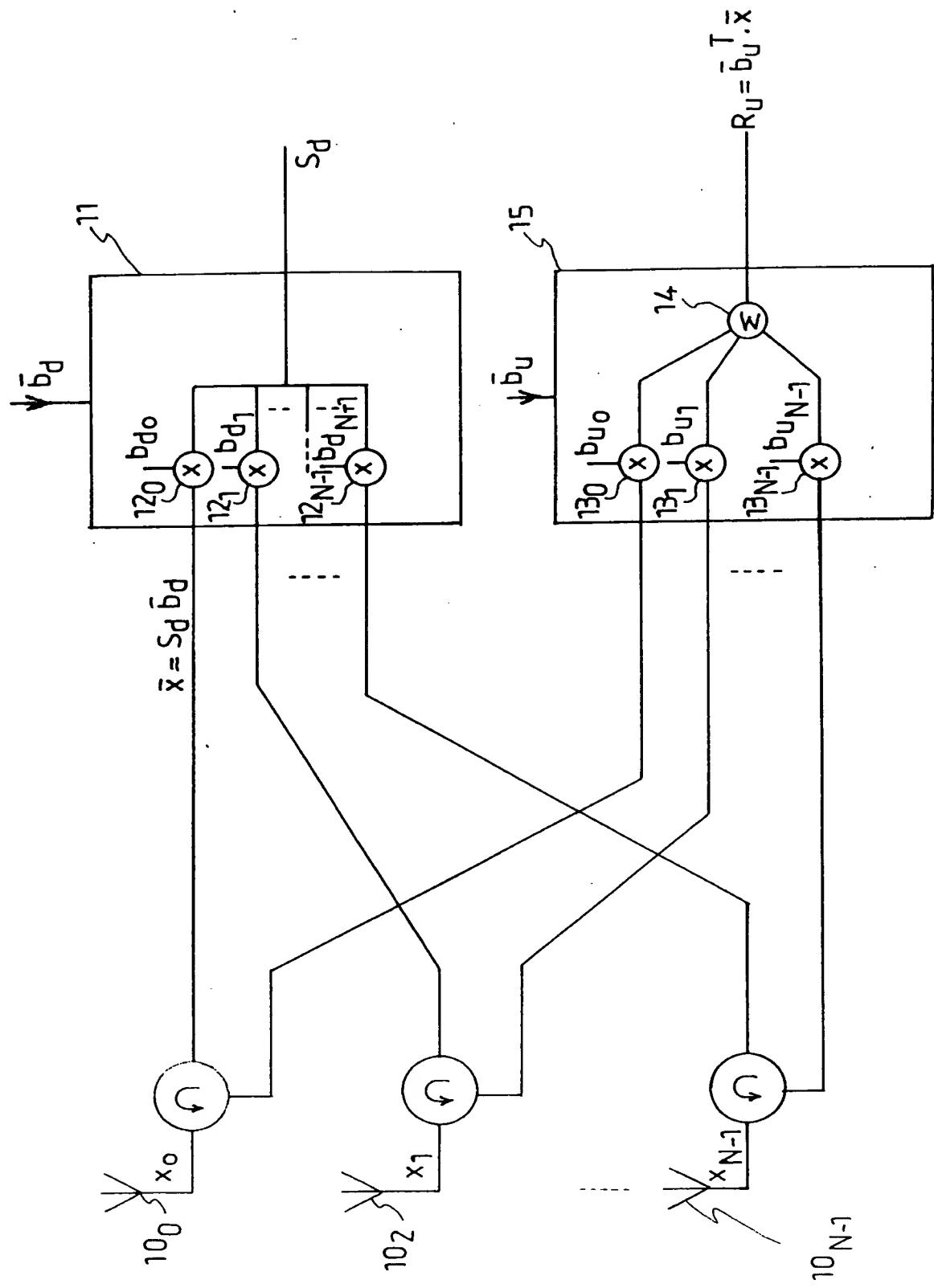
10 7) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon la revendication 6, caractérisée en ce que, ladite base de départ étant celle des vecteurs \bar{e}_k , $k=0, \dots, N-1$, tels que $\bar{e}_k=(e_{k,0}, e_{k,1}, \dots, e_{k,N-1})^T$ avec $e_{k,i}=\exp(j \cdot \frac{2\pi f d}{c} \cdot i \sin \theta_k)$ et $\theta_k=k\pi/N$ $k=-(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$ et la base d'arrivée étant la base canonique, la matrice H_f a pour composantes : $H_{pq}=\exp(j(N-1)\Psi_{pq}/2) \cdot \frac{\sin(N\Psi_{pq}/2)}{\sin(\Psi_{pq}/2)}$ avec $\Psi_{pq}=\pi\eta(\sin(p\pi/N)-\sin(q\pi/M))$ et $\eta=f/f_0$ avec $f_0=c/2d$, d étant le pas du réseau.

15 8) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon la revendication 6 ou 7, caractérisée en ce que le vecteur de gain de consigne est obtenu en échantillonnant la fonction de gain générée à une première fréquence f_1 d'opération du réseau par un premier vecteur de pondération \bar{b}_1 et que le vecteur de gain de pondération optimal pour une seconde fréquence f_2 est obtenu par $\bar{b}_2=H_{f_2}^+ \cdot H_{f_1} \bar{b}_1$.

25 9) Méthode d'obtention d'une fonction de gain de consigne selon la revendication 8, caractérisée en ce que la fréquence f_1 d'opération du réseau est la fréquence d'une liaison montante entre un terminal mobile et une station de base d'un système de télécommunication mobile et que la fréquence f_2 d'opération du réseau est la fréquence d'une liaison descendante entre ladite station de base et ledit terminal mobile.

30

FIG. 1



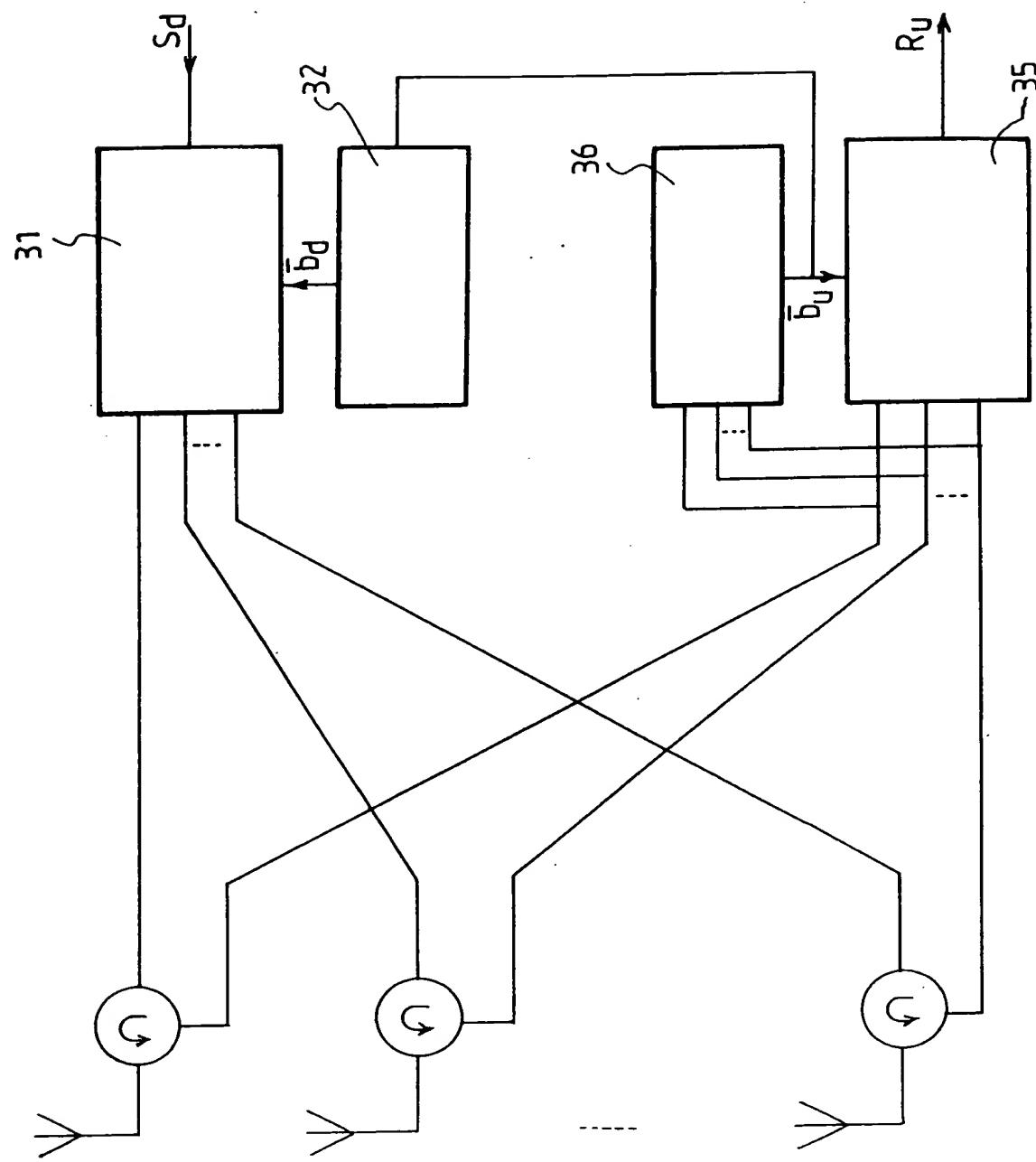


FIG. 2

This Page Blank (uspto)



22850

(703) 413-3000

DOCKET NO.: 214344US2
INVENTOR: Nicolas VOYER